

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-247899  
 (43)Date of publication of application : 30.08.2002

(51)Int.CI. H02P 21/00  
 H02P 6/10

(21)Application number : 2001-040550  
 (22)Date of filing : 16.02.2001

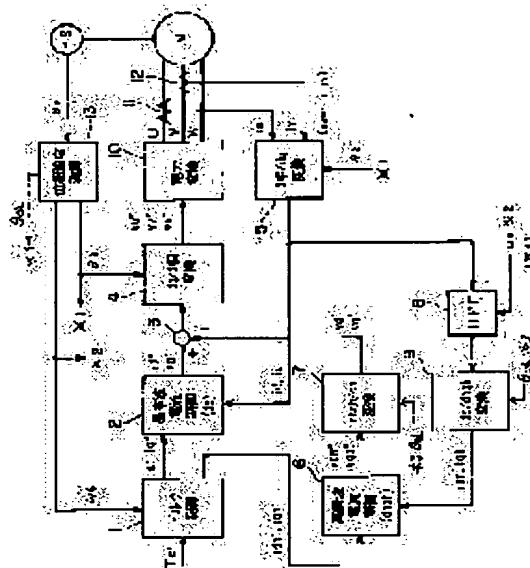
(71)Applicant : NISSAN MOTOR CO LTD  
 (72)Inventor : KITAJIMA YASUHIKO

## (54) MOTOR CONTROLLER

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve control performance of a motor with a large space harmonic wave.

SOLUTION: There are provided a fundamental current command value determining means 1 which determines fundamental current command values  $id^*$  and  $iq^*$  of a motor current at least according to a torque command value  $Te^*$  of an AC motor M; a harmonic current command value determining means 1 which determines harmonic current command values  $idh^*$  and  $iqh^*$  of the motor current at least according to the torque command value  $Te^*$  of the AC motor M; and current control means 2, 5, 6, 8, and 9 which control a current applied to the AC motor M according to the fundamental current command values  $id^*$  and  $iq^*$  and the harmonic current command values  $idh^*$  and  $iqh^*$ . With this constitution, an output of a motor with a large space harmonic wave can be improved and the torque, voltage ripple, and current ripple of the motor can be reduced, while an efficiency is improved and, the control performance of the motor with the large space harmonic wave can be improved.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 30.01.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-247899

(P2002-247899A)

(43)公開日 平成14年8月30日(2002.8.30)

(51) Int.Cl. 7

### 識別記号

FI  
H02P 5/408  
6/02

テ-マコ-ト(参考)

審査請求 未請求 請求項の数12 QL (全 15 頁)

(21)出願番号 特願2001-40550(P2001-40550)

(22)出願日 平成13年2月16日(2001.2.16)

(71)出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72)発明者 北島 康彦  
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産  
自動車株式会社内

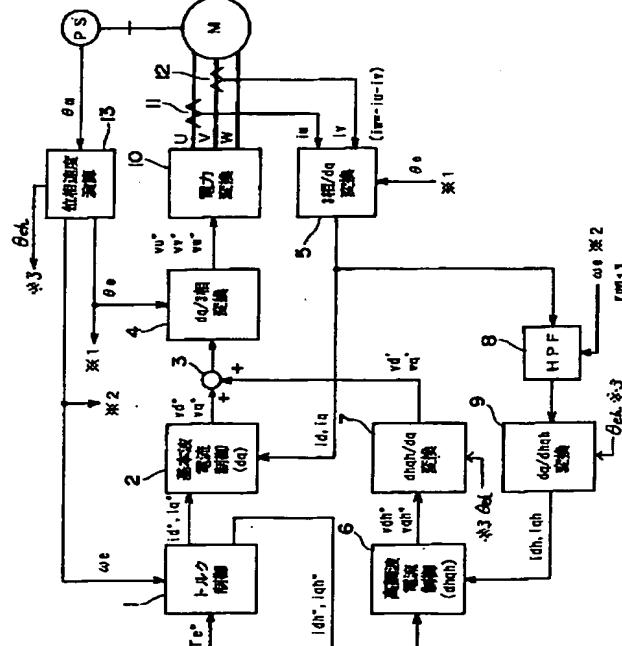
(74)代理人 100084412  
弁理士 永井 多紀

(54) 【発明の名称】 モーター制御装置

(57) 【要約】

## 【課題】 空間高調波が大きいモーターの制御性能を向上する

【解決手段】 少なくとも交流モーターMのトルク指令値  $T e^*$ に基づいてモーター電流の基本波電流指令値  $d^*$ 、  $i q^*$  を決定する基本波電流指令値決定手段1と、少なくとも交流モーターMのトルク指令値  $T e^*$ に基づいてモーター電流の高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を決定する高調波電流指令値決定手段1と、前記基本波電流指令値  $d^*$ 、  $i q^*$  と前記高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$ に基づいて前記交流モーターMに流れる電流を制御する電流制御手段2、5、6、8、9とを備える。これにより、空間高調波が大きいモーターに対して、効率を改善しながら出力の向上とトルク、電圧および電流リップルの低減を図ることができ、空間高調波が大きいモーターの制御性能を向上することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】少なくとも交流モーターのトルク指令値に基づいてモーター電流の基本波電流指令値を決定する基本波電流指令値決定手段と、少なくとも交流モーターのトルク指令値に基づいてモーター電流の高調波電流指令値を決定する高調波電流指令値決定手段と、前記基本波電流指令値と前記高調波電流指令値に基づいて前記交流モーターに流れる電流を制御する電流制御手段とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 2】請求項 1 に記載のモーター制御装置において、前記基本波電流指令値決定手段は、電機子鎖交磁束の基本波成分に同期して回転する  $d q$  座標系における基本波電流指令値を決定し、前記高調波電流指令値決定手段は、電機子鎖交磁束の高調波次数成分に同期して回転する  $d h q h$  座標系における高調波電流指令値を決定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 3】請求項 1 または請求項 2 に記載のモーター制御装置において、前記電流制御手段は、電機子鎖交磁束の基本波成分に同期して回転する  $d q$  座標系においてモーター電流の基本波成分が前記基本波電流指令値に一致するように制御する基本波電流制御手段と、電機子鎖交磁束の高調波次数成分に同期して回転する  $d h q h$  座標系においてモーター電流の高調波次数成分が前記高調波電流指令値に一致するように制御する高調波電流制御手段とを有することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 4】請求項 1 ～ 3 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、

前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段は、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を決定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 5】請求項 1 ～ 3 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、

前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段は、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を決定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 6】請求項 1 ～ 3 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、

前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段は、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を決定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 7】請求項 1 ～ 3 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、

前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段は、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電流リップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を決定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 8】請求項 1 ～ 3 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、

10 前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段は、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値と高調波電流指令値、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を決定し、

モーターの動作状態を検出する動作状態検出手段と、前記基本波電流指令値決定手段および前記高調波電流指令値決定手段により決定される基本波電流指令値と高調波電流指令値の中から、モーターの動作状態に応じた最適な電流指令値を選択する電流指令値選択手段とを備えることを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 9】請求項 8 に記載のモーター制御装置において、

前記電流指令値選択手段は、モータートルクが最大値に近い所定領域内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電流リップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を選択することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 10】請求項 8 に記載のモーター制御装置において、

前記電流指令値選択手段は、モータートルクとモーター回転速度がともに低い所定範囲内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を選択することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 11】請求項 8 に記載のモーター制御装置において、

前記電流指令値選択手段は、モーター出力が最大値に近い所定領域内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を選択することを特徴とするモーター制御装置。

50 【請求項 12】請求項 8 に記載のモーター制御装置にお

いて、

前記電流指令値選択手段は、モータートルクとモーター出力がそれらの最大値に近い前記所定域内なく、かつモータートルクとモーター回転速度がともに低い前記所定範囲内にないモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値と高調波電流指令値を選択することを特徴とするモーター制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は交流モーターを駆動制御する装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に3相交流モーターの電流制御回路では、取り扱いが煩雑な3相交流の物理量を直流の物理量に変換して制御演算が行われている（例えば、特開平08-331885号公報参照）。

【0003】図12は、一般に広く用いられている3相交流モーターの制御装置の構成を示す。この種の制御装置では、3相交流モーターに流れる電流の励磁電流成分の方向をd軸に設定するとともに、トルク電流成分の方向をd軸と直交するq軸に設定し、回転するdq軸直交座標系において直流量で電流制御演算を行うことにより、電流の制御偏差を小さくしている。

【0004】一方、交流モーターでは、小型化と高効率化を図るために、図13に示すような内部埋め込み磁石構造のローターと、集中巻構造のステーターの採用が増加している。前者のローターは磁石トルクとリラクタンストルクを有効利用できる構造であり、このような構造のローターを有するモーターはIPM（Interior Permanent-magnet Motor）と呼ばれている。一方、後者のステーターはコイルエンドの大幅低減が可能な構造である。上述した構造のローターとステーターを備えたモーターは集中巻IPMモーターと呼ばれ、小形で高い効率を実現できるモーターとして注目されている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した集中巻IPMモーターは小形化と高効率化に適したモーターであるが、空間高調波が大きいという特性を有している。集中巻構造のモーターは1極当たりのスロット数が少ないため、分布巻構造のモーターに比べて磁束の分布が不均一になり、空間高調波が大きくなる。

【0006】また、図14に示すようなローターの表面が磁石で覆われている表面磁石構造のSPMモーターに比べ、図13に示す内部埋め込み磁石構造のIPMモーターでは、ローターの円周に沿って磁石が埋め込まれている部分と磁石が存在しない部分とがあるため、磁束の変化が大きく、したがって空間高調波成分が大きくなる。

【0007】モーターの空間高調波が大きいとモーター 50

に流れる電流の高調波成分が大きくなるため、モーターの効率と出力が低下したり、トルク、電流および電圧リップルが大きくなり、モーターの制御性能が低下するという問題がある。

【0008】本発明の目的は、空間高調波が大きいモーターの制御性能を向上することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】一実施の形態の構成を示す図1に対応づけて本発明を説明すると、

- 10 (1) 請求項1の発明は、少なくとも交流モーターMのトルク指令値  $T_{e^*}$ に基づいてモーター電流の基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ を決定する基本波電流指令値決定手段1と、少なくとも交流モーターMのトルク指令値  $T_{e^*}$ に基づいてモーター電流の高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ を決定する高調波電流指令値決定手段1と、前記基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ と前記高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ に基づいて前記交流モーターMに流れる電流を制御する電流制御手段2、5、6、8、9とを備え、これにより上記目的を達成する。
- 20 (2) 請求項2のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段1によって、電機子鎖交磁束の基本波成分に同期して回転するdq座標系における基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ を決定し、前記高調波電流指令値決定手段1によって、電機子鎖交磁束の高調波次数成分に同期して回転するdqh座標系における高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ を決定するようにしたものである。
- (3) 請求項3のモーター制御装置の前記電流制御手段は、電機子鎖交磁束の基本波成分に同期して回転するdq座標系においてモーター電流の基本波成分が前記基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ に一致するように制御する基本波電流制御手段2、5と、電機子鎖交磁束の高調波次数成分に同期して回転するdqh座標系においてモーター電流の高調波次数成分が前記高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ に一致するように制御する高調波電流制御手段5、6、8、9とを有する。
- 30 (4) 請求項4のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段1および前記高調波電流指令値決定手段1によって、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ と高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ を決定するようにしたものである。
- (5) 請求項5のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段1および前記高調波電流指令値決定手段1によって、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、  $i_{q^*}$ と高調波電流指令値  $i_{dh^*}$ 、  $i_{qh^*}$ を決定するようにしたものである。
- (6) 請求項6のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段1および前記高調波電流指令値決定手段1によって、モータートルクを前記トルク指令値に一

致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を決定するようにしたものである。

(7) 請求項 7 のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段 1 および前記高調波電流指令値決定手段 1 によって、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電流リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を決定するようにしたものである。

(8) 請求項 8 のモーター制御装置は、前記基本波電流指令値決定手段 1 および前記高調波電流指令値決定手段 1 によって、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$ 、 モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$ 、 モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$ 、 およびモータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電流リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を決定し、モーターの動作状態を検出する動作状態検出手段と、前記基本波電流指令値決定手段 1 および前記高調波電流指令値決定手段 1 により決定される基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  の中から、モーターの動作状態に応じた最適な電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$ 、  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を選択する電流指令値選択手段 1 とを備える。

(9) 請求項 9 のモーター制御装置は、前記電流指令値選択手段 1 によって、モータートルクが最大値に近い所定領域内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電流リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を選択するようにしたものである。

(10) 請求項 10 のモーター制御装置は、前記電流指令値選択手段 1 によって、モータートルクとモーター回転速度がともに低い所定範囲内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながらトルクリップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を選択するようにしたものである。

(11) 請求項 11 のモーター制御装置は、前記電流指令値選択手段 1 によって、モーター出力が最大値に近い所定領域内のモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら電圧リップルを最少にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を選択するようにしたものである。

(12) 請求項 12 のモーター制御装置は、前記電流

指令値選択手段 1 によって、モータートルクとモーター出力がそれらの最大値に近い前記所定領域内になく、かつモータートルクとモーター回転速度が前記所定範囲内にないモーター動作状態が検出されたときは、モータートルクを前記トルク指令値に一致させながら効率を最大にする基本波電流指令値  $i d^*$ 、  $i q^*$  と高調波電流指令値  $i dh^*$ 、  $i qh^*$  を選択するようにしたものである。

【0010】 上述した課題を解決するための手段の項では、説明を分かりやすくするために一実施の形態の図を用いたが、これにより本発明が一実施の形態に限定されるものではない。

【0011】

【発明の効果】 (1) 請求項 1 の発明によれば、従来のモーター制御装置では基本波電流成分しか制御していなかったのに対し、高調波電流成分も任意の値に制御することができ、空間高調波が大きいモーターに対して、効率を改善しながら出力の向上とトルク、電圧および電流リップルの低減を図ることができ、空間高調波が大きいモーターの制御性能を向上することができる。

(2) 請求項 2 の発明によれば、基本波電流と高調波電流をそれぞれ正確に制御することができ、請求項 1 の上記効果を確実に達成することができる。

(3) 請求項 3 の発明によれば、基本波電流と高調波電流をそれぞれ直流量に変換して追従性の良好な電流制御を実現でき、請求項 1 の上記効果を確実に達成することができる。

(4) 請求項 4 の発明によれば、従来のモーター制御装置のように基本波電流成分を制御するだけでは達成できない高い効率を得ることができ。

(5) 請求項 5 の発明によれば、従来のモーター制御装置のように基本波電流成分を制御するだけでは達成できないトルクリップルの低減効果を得ることができ。特に、モーターを駆動源とする電気自動車に適用した場合には、低速かつ低トルクの運転状態においてトルクリップルに起因した振動、騒音を低減でき、乗り心地をよくすることができる。

(6) 請求項 6 の発明によれば、従来のモーター制御装置のように基本波電流成分を制御するだけでは達成できない電圧リップルの低減効果を得ることができ。特に、モーターを最大出力ライン近傍で運転したときに、電圧リップルによる基本波電圧の低減量を少なくすることができ、弱め界磁領域すなわち定出力制御領域におけるモーター効率の改善と出力増加を図ることができる。

(7) 請求項 7 の発明によれば、従来のモーター制御装置のように基本波電流成分を制御するだけでは達成できない電流リップルの低減効果を得ることができ。特に、モーターを最大トルクライン近傍で運転したときに、電流リップルによる基本波電流の低減量を少なくすることができ、定トルク制御領域におけるモータートルクの増加を図ることができる。

10

20

30

40

50

(8) 請求項8の発明によれば、モーターの動作状態に応じた最適な電流指令値を選択でき、モーターのすべての動作状態において請求項1の上記効果を達成することができる。

(9) 請求項9の発明によれば、モーターを最大トルクライン近傍で運転したときに、電流リップルによる基本波電流の低減を少なくすることができ、定トルク制御領域におけるモータートルクの増加を図ることができる。

(10) 請求項10の発明によれば、低速かつ低トルクのモーター動作状態においてトルクリップルに起因した振動、騒音を低減でき、モーターを駆動源とする電気自動車に適用した場合には乗り心地の改善を図ることができる。

(11) 請求項11の発明によれば、モーターを最大出力ライン近傍で運転したときに、電圧リップルによる基本波電圧の低減を少なくすることができ、弱め界磁領域すなわち定出力制御領域におけるモーター効率の改善と出力増加を図ることができる。

(12) 請求項12の発明によれば、モーターの通常の動作状態において高いモーター駆動効率を得ることができる。

#### 【0012】

【発明の実施の形態】《発明の第1の実施の形態》モーターの効率と出力を改善する第1の実施の形態を説明する。図1に第1の実施の形態の構成を示す。この実施の形態のモーター制御装置は、3相交流モーターで直流モーター並のトルク制御を実現するベクトル制御を行う。

【0013】この一実施の形態のモーター制御装置は、基本波電流制御回路と高調波電流制御回路とを備えている。基本波電流制御回路は、3相交流モーターMに流れる電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>の励磁電流成分に対応するd軸とトルク電流成分に対応するq軸とからなり、モーター回転に同期して回転する直交座標系（以下、基本波座標系と呼ぶ）d<sub>q</sub>において、モーター電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>の基本波成分を制御する回路である。

【0014】一方、高調波電流制御回路は、基本波電流制御回路のみでモーター電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>を制御した場合に発生する所定次数の高調波成分の周波数で回転する直交座標系（以下、高調波座標系と呼ぶ）d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>、換言すれば、モーター電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>の基本波成分の周波数の整数倍の周波数で回転する高調波座標系d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>において、モーター電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>に含まれる高調波成分を制御する回路である。

【0015】図1において、トルク制御部1は、トルク指令値T\*およびモーター回転速度ωeに基づいて、基本波座標系d<sub>q</sub>におけるd軸電流指令値i<sub>d\*</sub>とq軸電流指令値i<sub>q\*</sub>を演算するとともに、高調波座標系d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>におけるd<sub>h</sub>軸電流指令値i<sub>dh\*</sub>とq<sub>h</sub>軸電流指令値i<sub>qh\*</sub>を演算する。

【0016】基本波電流制御部（d<sub>q</sub>軸電流制御部）2は、d軸とq軸の実電流i<sub>d</sub>、i<sub>q</sub>をそれぞれ指令値i<sub>d\*</sub>、i<sub>q\*</sub>に一致させるためのd軸とq軸の基本波電圧指令値v<sub>d\*</sub>、v<sub>q\*</sub>を演算する。加算器3は、基本波電流制御部2で生成された基本波電圧指令値v<sub>d\*</sub>、v<sub>q\*</sub>と、後述する高調波電流制御部6およびd<sub>h</sub>q<sub>h</sub>/d<sub>q</sub>変換部7で生成された高調波電圧指令値v<sub>d'</sub>、v<sub>q'</sub>とをそれぞれ加算し、最終的なd軸電圧指令値（v<sub>d\*</sub>+v<sub>d'</sub>）とq軸電圧指令値（v<sub>q\*</sub>+v<sub>q'</sub>）を得る。

【0017】d<sub>q</sub>/3相変換部4は、3相交流座標系から見たモーター回転に同期する基本波座標系d<sub>q</sub>の位相θ<sub>e</sub>に基づいて、d軸とq軸の電圧指令値（v<sub>d\*</sub>+v<sub>d'</sub>）、（v<sub>q\*</sub>+v<sub>q'</sub>）を3相交流電圧指令値v<sub>u\*</sub>、v<sub>v\*</sub>、v<sub>w\*</sub>に変換する。3相/d<sub>q</sub>変換部5は、3相交流座標系から見たモーター回転に同期する基本波座標系d<sub>q</sub>の位相θ<sub>e</sub>に基づいて、3相交流モーターMの実電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>（=i<sub>u</sub>-i<sub>v</sub>）をd軸とq軸の実電流i<sub>d</sub>、i<sub>q</sub>へ変換する。なお、基本波電流制御部2と3相/d<sub>q</sub>変換部5とが基本波電流制御回路を構成する。

【0018】高調波電流制御部（d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>軸電流制御部）6は、d<sub>h</sub>軸とq<sub>h</sub>軸の実電流i<sub>dh</sub>、i<sub>qh</sub>をそれぞれ電流指令値i<sub>dh\*</sub>、i<sub>qh\*</sub>に一致させるためのd<sub>h</sub>軸とq<sub>h</sub>軸の高調波電圧指令値v<sub>dh\*</sub>、v<sub>qh\*</sub>を演算する。d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>/d<sub>q</sub>変換部7は、d<sub>h</sub>軸とq<sub>h</sub>軸の高調波電圧指令値v<sub>d'</sub>、v<sub>q'</sub>に変換する。ハイパス・フィルター8は、モーター回転速度ωeに基づいてd<sub>q</sub>軸の実電流i<sub>d</sub>、i<sub>q</sub>にフィルター処理を施して高周波成分を抽出する。d<sub>q</sub>/d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>変換部9は上述した高調波座標系d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>を有し、基本波座標系d<sub>q</sub>の実電流i<sub>d</sub>、i<sub>q</sub>の高調波成分を高調波座標系d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>の実電流i<sub>dh</sub>、i<sub>qh</sub>に変換する。なお、高調波電流制御部6、3相/d<sub>q</sub>変換部5、ハイパス・フィルター8およびd<sub>q</sub>/d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>変換部9が高調波電流制御回路を構成する。

【0019】電力変換部10は、IGBTなどの電力変換素子により3相交流電圧指令値v<sub>u\*</sub>、v<sub>v\*</sub>、v<sub>w\*</sub>にしたがってバッテリーなどの直流電源（不図示）の直流電圧をスイッチングし、3相交流電圧U、V、Wを3相交流モーターMに印加する。エンコーダーPSは3相交流モーターMに連結され、モーターMの回転位置θ<sub>m</sub>を検出する。また、電流センサー11、12は、3相交流モーターMのU相とV相の実電流i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>を検出する。位相速度演算部13は、エンコーダーPSからの回転位置信号θ<sub>m</sub>に基づいてモーターMの回転速度ω<sub>e</sub>と3相交流座標系から見た基本波座標系d<sub>q</sub>の位相θ<sub>e</sub>を演算する。

【0020】次に、空間高調波が大きいIPMモーターを例に上げて、基本波座標系d<sub>q</sub>と高調波座標系d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>について説明する。図2は、空間高調波が存在しない場合の、IPMモーターの磁石が形成する電機子鎖交磁束

(U相巻線) を示す。図3は、5次成分の空間高調波が存在する場合の、IPMモーターの磁石が形成する電機子鎖交磁束 (U相巻線) を示す。

【0021】磁束はモーターの回転角の変化に対して正弦波状に変化する。通常、電機子鎖交磁束ベクトルの方向をd軸に、このd軸と直交する方向をq軸にとる。従来は、3相交流座標系における電圧や電流などの物理量をd q軸座標系 (基本波座標系) の物理量に変換し、d q軸上でモーター制御を行っている。これに対しこの実施の形態では、電圧や電流などの物理量の内の基本波成分は従来と同様にd q軸座標系において取り扱い、高調波成分は次数ごとに電機子鎖交磁束ベクトルの方向をd h軸に、このd h軸と直交する方向をq h軸にとり、d h q h座標系 (高調波座標系) で取り扱う。図3に示すように第5次の高調波成分を含む場合には、電機子鎖交磁束

$$\begin{aligned} T_e &= P(\phi d \cdot i d - \phi q \cdot i q) \\ &= P [(\phi d_1 + \phi d_h) (i q_1 + i q_h) - (\phi q_1 + \phi q_h) (i d_1 + i d_h)] \\ &= P [(\phi d_1 \cdot i q_1 + \phi q_1 \cdot i d_1) + (\phi d_h \cdot i q_h + \phi q_h \cdot i d_h) \\ &\quad + (\phi d_h \cdot i q_1 + \phi q_h \cdot i d_1) + (\phi d_1 \cdot i q_h + \phi q_1 \cdot i d_h)] \end{aligned}$$

上式において、Pは極対数、 $\phi d$ はd軸電機子鎖交磁束、 $\phi d_1$ はd軸電機子鎖交磁束の基本波成分、 $\phi d_h$ はd軸電機子鎖交磁束の高調波成分、 $\phi q$ はq軸電機子鎖交磁束、 $\phi q_1$ はq軸電機子鎖交磁束の基本波成分、 $\phi q_h$ はq軸電機子鎖交磁束の高調波成分である。また、 $i d$ はd軸電流、 $i d_1$ はd軸電流の基本波成分、 $i d_h$ はd軸電流の高調波成分、 $i q$ はq軸電流、 $i q_1$ はq軸電流の基本波成分、 $i q_h$ はq軸電流の高調波成分である。

【0023】なお、基本波座標系d qにおけるd軸電流*i d*の基本波成分は*i d\_1*、高調波成分は*i d\_h*であるから、

$$【数2】 i d = i d_1 + i d_h$$

また、基本波座標系d qにおけるq軸電流*i q*の基本波成分は*i q\_1*、高調波成分は*i q\_h*であるから、

$$【数3】 i q = i q_1 + i q_h$$

【0024】この実施の形態では高調波電流を高調波座標系d h q hで制御するから、トルク制御部1で、基本波座標系d qにおける励磁電流成分のd軸電流指令値*i d\**とトルク電流成分のq軸電流指令値*i q\**を演算するとともに、高調波座標系d h q hにおける励磁電流成分のd h軸電流指令値*i dh\**とトルク電流成分のq h軸電流指令値*i qh\**を演算し、基本波電流制御回路2、5でd q軸基本波電流*i d*、*i q*がそれらの指令値*i d\**、*i q\**に一致するように制御するとともに、高調波電流制御回路5、

6、8、9でd h q h軸高調波電流*i dh*、*i qh*がそれらの指令値*i dh\**、*i qh\**に一致するように制御する。以下の説明では、説明を分かりやすくするために、基本波座標系d qにおいて基本波電流*i d\_1*、*i q\_1*と高調波電流*i d\_h*、*i q\_h*を取り扱い、最終的にd q軸高調波電流*i d\_h*、*i q\_h*をd h q h軸高調波電流*i dh*、*i qh*に変換するこ

を基本波成分の磁束と第5次高調波成分の磁束とに分け、基本波成分の電機子鎖交磁束ベクトルの方向をd軸に、このd軸と直交する方向をq軸にとるとともに、第5次高調波成分の電機子鎖交磁束ベクトルの方向をd h軸に、このd h軸と直交する方向をq h軸にとる。したがって、基本波座標系d qは電機子鎖交磁束の基本波成分に同期して回転する座標系であり、高調波座標系d h q hは電機子鎖交磁束の高調波次数成分に同期して回転する座標系である。

【0022】従来のモーター制御装置は基本波成分の磁束と電流とによりモータートルクを制御しているが、この従来の制御装置により駆動制御されるモーターの効率と出力について説明する。空間高調波成分を含むモーターの出力トルクT<sub>e</sub>は、次式により表される。

【数1】

20 とにする。

【0025】数式1の右辺第1項は、モーターの電機子鎖交磁束の基本波成分と電流の基本波成分とにより発生するトルクを表す。第2項は、モーターの電機子鎖交磁束の高調波成分と電流の高調波成分とにより発生するトルクを表す。また第3項は、モーターの電機子鎖交磁束の高調波成分と電流の基本波成分とにより発生するトルクを表す。さらに第4項は、モーターの電機子鎖交磁束の基本波成分と電流の高調波成分とにより発生するトルクを表す。

30 【0026】数式1の右辺第3項と第4項は、次数の異なる電機子鎖交磁束成分と電流成分の積であるからその時間平均値は0となり、モーターから出力される平均トルクには寄与しない。しかし、第1項は電機子鎖交磁束の基本波成分と電流の基本波成分との積であるから、当然平均トルクに寄与し、また、第2項は電機子鎖交磁束の高調波成分と電流の高調波成分との積であるから、ともに高調波成分の次数が同一であり平均トルクに寄与する。従来のモーター制御装置はd q座標系での基本波電流制御、つまり電流歪みを0とする制御を行っており、数式1の右辺第1項のトルクしか活用できていない。そのため、従来の制御装置ではモーターの効率が低く、また出力も低い値になっている。

【0027】そこでこの第1の実施の形態では、基本波成分の磁束と電流とによりモータートルクを制御するのに加え、高調波成分の磁束と電流とによりモータートルクを制御し、モーターの効率を改善するとともに出力を向上させる。

【0028】まず、モーターに流れる高調波電流が効率に与える影響を考察する。図4は基本波電流成分であるd q軸電流*i d*、*i q*を一定にした場合の高調波電流成分

と総合効率との関係を示す図であり、(a)はqh軸電流  $i_{qh}$ を0にした場合のdh軸電流  $i_{dh}$ に対する総合効率を示し、(b)はdh軸電流  $i_{dh}$ を0にした場合のqh軸電流  $i_{qh}$ に対する総合効率を示す。図から明らかなように、高調波電流  $i_{dh}$ または  $i_{qh}$ を0にしたときに効率は最大にならず、ある程度の高調波電流を流したときに効率が最大となる。つまり、基本波電流だけでモーターを駆動制御する従来の制御方法よりも、基本波電流に高調波電流を重畳させた方が総合効率を改善できる。

【0029】図5は第1の実施の形態のトルク制御部1の詳細な構成を示す。トルク制御部1は、トルク指令値とモーター回転速度に対するd軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_d$ マップ1aから、トルク指令値  $T_{e^*}$ とモーター回転速度  $\omega_e$ に対応するd軸電流指令値  $i_d^*$ を表引き演算する。また、トルク指令値とモーター回転速度に対するq軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_q$ マップ1bから、トルク指令値  $T_{e^*}$ とモーター回転速度  $\omega_e$ に対応するq軸電流指令値  $i_q^*$ を表引き演算する。

【0030】同様に、トルク指令値とモーター回転速度に対するdh軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{dh}$ マップ1cから、トルク指令値  $T_{e^*}$ とモーター回転速度  $\omega_e$ に対応するdh軸電流指令値  $i_{dh^*}$ を表引き演算する。さらに、トルク指令値とモーター回転速度に対するqh軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{qh}$ マップ1dから、トルク指令値  $T_{e^*}$ とモーター回転速度  $\omega_e$ に対応するqh軸電流指令値  $i_{qh^*}$ を表引き演算する。

【0031】これらのマップ1a～1dには、モータートルク  $T_e$ をトルク指令値  $T_{e^*}$ に一致させるための電流指令値の組み合わせの中で、総合効率を最大にする基本波電流と高調波電流の指令値が収められている。

【0032】この第1の実施の形態によれば、あらゆるモーター回転速度  $\omega_e$ において、効率よくトルク指令値

$$\begin{aligned} T_{em} &= P \cdot \phi_{dm} \cdot i_q \\ &= P(\phi_{dm\_1} + \phi_{dm\_h})(i_{q\_1} + i_{q\_h}) \\ &= P(\phi_{dm\_1} \cdot i_{q\_1} + \phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_1} + \phi_{dm\_1} \cdot i_{q\_h} + \phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_h}) \\ &= P \cdot \phi_{dm\_1} \cdot i_{q\_1} + P(\phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_1} + \phi_{dm\_1} \cdot i_{q\_h} + \phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_h}) \end{aligned}$$

上式において、 $\phi_{dm\_1}$ は電機子鎖交磁束の基本波成分（磁石分）、 $\phi_{dm\_h}$ は電機子鎖交磁束の高調波分（磁石分）である。数式5の右辺第1項は基本波成分トルクを表し、第2項はトルクリップル成分を表す。したがって、第2項を0にする電流条件が存在すれば、マグネットトルクのリップル成分を0にすることができる。

【数6】

$$\phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_1} + \phi_{dm\_1} \cdot i_{q\_h} + \phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_h} = 0$$

つまり、

$$i_{q\_h} = -\phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_1} / (\phi_{dm\_1} + \phi_{dm\_h})$$

$$\begin{aligned} T_{er} &= -P \cdot L_{qd} \cdot i_d \cdot i_q \\ &= P(L_{qd\_1} + L_{qd\_h})(i_{d\_1} + i_{d\_h})(i_{q\_1} + i_{q\_h}) \end{aligned}$$

$T_{e^*}$ に一致するトルク  $T_e$ をモーターから出力させることができる。

【0033】《発明の第2の実施の形態》モーターのトルクリップルを最少にする第2の実施の形態を説明する。なお、この第2の実施の形態の構成は、トルク制御部1を除いて図1に示す第1の実施の形態の構成と同様であり、全体構成の説明を省略して相違点を中心に説明する。

【0034】上記数式1の右辺第3項と第4項は次の10異なる電機子鎖交磁束と電流の積であるから平均トルクには寄与しないが、これらはトルクリップル成分となる。従来のモーター制御装置では、d q軸座標系での基本波電流の制御、つまり電流の高調波成分を0とする制御を行うので、第4項は0となるが、第3項は0とならずトルクリップル成分となる。つまり、従来の制御装置では空間高調波が大きいモーターのトルクリップルを低減することができなかった。電気自動車ではこのモーターのトルクリップルが乗員に不快感を与える原因となり、低減しなければならない。

【0035】そこで、この第2の実施の形態では、空間高調波が存在するIPMモーターの電流と出力トルクとの関係を解析し、トルクリップルを数式で表してトルクリップルを0にするための電流条件を導出する。

【0036】IPMモーターの出力トルク  $T_e$ はマグネットトルク  $T_{em}$ と、リラクタンストルク  $T_{er}$ との和で表すことができる。

$$【数4】 T_e = T_{em} + T_{er}$$

$$= P(\phi_{dm} \cdot i_q - L_{qd} \cdot i_d \cdot i_q)$$

上式において、 $T_{em}$ はマグネットトルク、 $T_{er}$ はリラクタントルク、 $\phi_{dm}$ は電機子鎖交磁束（磁石分）、 $L_{qd}$ はd q軸インダクタンス差（ $= L_q - L_d = L_{qd\_1} + L_{qd\_h}$ ）である。

【0037】まず、マグネットトルク  $T_{em}$ を演算する。

【数5】

ここで、磁石が形成する電機子鎖交磁束の基本波成分が高調波成分に比べて十分に大きい（ $\phi_{dm\_1} \gg \phi_{dm\_h}$ ）とすれば、数式7は次式に近似できる。

$$【数8】 i_{q\_h} = -\phi_{dm\_h} \cdot i_{q\_1} / \phi_{dm\_1}$$

以上の演算により、マグネットトルク  $T_{em}$ のリップルを0にする条件は、q軸電流の高調波成分  $i_{q\_h}$ を数式8で表す値にすればよいことがわかる。

【0038】次に、リラクタンストルク  $T_{er}$ を演算する。

【数9】

$$\begin{aligned}
 &= P(L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) (i_{d\_1} \\
 &\quad + i_{d\_h}) \\
 &= P \cdot L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} \cdot i_{d\_1} \\
 &\quad + P(L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_1} \\
 &\quad + P(L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_h}
 \end{aligned}$$

数式9の右辺第1項はリラクタンストルクの基本波成分を表し、第2項と第3項がトルクリップル成分を表す。したがって、第2項と第3項の和を0にする電流条件が

$$\begin{aligned}
 &(L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_h} = -(L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_1} \\
 &\therefore i_{d\_h} = -(L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_1} / (L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{qd\_h} \cdot i_{q\_h})
 \end{aligned}$$

ここで、モーターのパラメーターおよび電流は、基本波成分に比べ高調波成分が十分に小さいと仮定すれば、数式10を次式に近似できる。

$$【数11】 i_{d\_h} = -(L_{qd\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{qd\_1} \cdot i_{q\_h}) i_{d\_1} / (L_{qd\_1} \cdot i_{q\_1})$$

以上の演算により、リラクタンストルクのリップルを0にする条件は、d軸電流の高調波成分*i<sub>d\_h</sub>*を数式11で表す値にすればよいことがわかる。

【0039】このように、q軸の高調波成分電流*i<sub>q\_h</sub>*を数式8に示す値に制御し、d軸の高調波成分電流*i<sub>d\_h</sub>*を数式11に示す値に制御すれば、モーターのトルクリップルを低減することができる。

【0040】ところで、ここで用いている*i<sub>d\_h</sub>*、*i<sub>q\_h</sub>*はそれぞれd軸とq軸の高調波成分電流を表しており、次式により高調波座標系のd<sub>h</sub>軸とq<sub>h</sub>軸の高調波成分電流に変換する。

【数12】

【数12】

$$\begin{bmatrix} i_{d\_h}^* \\ i_{q\_h}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{eh} & \sin\theta_{eh} \\ -\sin\theta_{eh} & \cos\theta_{eh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\_1} \\ i_{q\_1} \end{bmatrix}$$

上式において、 $\theta_{eh}$ は基本波d<sub>q</sub>軸座標系から見た高調波d<sub>h</sub>q<sub>h</sub>軸座標系の位相であり、3相交流座標系で高調波成分が5次の場合に $\theta_{eh} = -6\omega_e + \theta_{eo}$ （ここで、 $\theta_{eo}$ は $\theta_{e0} = 0$ と $\theta_{eh} = 0$ の位相差）である。数式8と数式11を数式12に代入してd<sub>h</sub>軸電流指令値*i<sub>d\_h\*</sub>*とq<sub>h</sub>軸電流指令値*i<sub>q\_h\*</sub>*を算出し、上述したように高調波電流を制御すればモーターのトルクリップルを最少にすることができる。

【0041】図6は第2の実施の形態のトルク制御部1Aの詳細を示す図である。この第2の実施の形態では、図1に示すトルク制御部1に代えてトルク制御部1Aを用いる。トルク制御部1Aは、トルク指令値とモーター回転速度に対するd軸電流指令値のデータが収められている最高効率*i<sub>d</sub>マップ1<sub>e</sub>*から、トルク指令値*T<sub>e\*</sub>*とモーター回転速度*ω<sub>e</sub>*とに対応するd軸電流指令値*i<sub>d\*</sub>*

存在すれば、リラクタンストルクのリップル成分を0にすることができる。

【数10】

を表引き演算する。また、トルク指令値とモーター回転速度に対するq軸電流指令値のデータが収められている最高効率*i<sub>q</sub>マップ1<sub>f</sub>*から、トルク指令値*T<sub>e\*</sub>*とモーター回転速度*ω<sub>e</sub>*とに対応するq軸電流指令値*i<sub>q\*</sub>*を表引き演算する。

【0042】トルク制御部1Aはさらに、d<sub>q</sub>軸電流指令値に対するd<sub>h</sub>軸電流指令値のデータが収められている最少トルクリップル*i<sub>dh</sub>マップ1<sub>g</sub>*から、d<sub>q</sub>軸電流指令値*i<sub>d\*</sub>*、*i<sub>q\*</sub>*に対応するd<sub>h</sub>軸電流指令値*i<sub>dh\*</sub>*を表引き演算する。同様に、d<sub>q</sub>軸電流指令値に対するq<sub>h</sub>軸電流指令値のデータが収められている最少トルクリップル*i<sub>qh</sub>マップ1<sub>h</sub>*から、d<sub>q</sub>軸電流指令値*i<sub>d\*</sub>*、*i<sub>q\*</sub>*に対応するq<sub>h</sub>軸電流指令値*i<sub>qh\*</sub>*を表引き演算する。

【0043】マップ1<sub>e</sub>～1<sub>h</sub>には、モータートルク*T<sub>e</sub>*をトルク指令値*T<sub>e\*</sub>*に一致させるための電流指令値の組み合わせの中で、上記数式8と数式11を満たしトル

クリップルを最少にする基本波電流と高調波電流の指令値が収められている。これらの指令値を演算により求めるとそれが生じるので、実験によりトルクリップルを最少とする基本波電流と高調波電流を測定し、それらの値をデータとして採用してもよい。

【0044】この第2の実施の形態によれば、あらゆるモーター回転速度*ω<sub>e</sub>*において、トルクリップルを最少に抑制しながらトルク指令値*T<sub>e\*</sub>*に一致するトルク*T<sub>e</sub>*をモーターから出力することができる。

【0045】《発明の第3の実施の形態》電圧リップルを最少にする第3の実施の形態を説明する。なお、この第3の実施の形態の構成は、トルク制御部1を除いて図1に示す第1の実施の形態の構成と同様であり、全体構成の説明を省略して相違点を中心に説明する。

【0046】図7はモーターMの回転速度*ω<sub>e</sub>*に対するトルク*T<sub>e</sub>*の関係、つまりモーターMの出力特性を示す。モーターMは、回転速度*ω<sub>e</sub>*が0から基底回転速度±*ω<sub>b</sub>*までは太線①の最大トルクラインまで駆動制御され、基底回転速度±*ω<sub>b</sub>*を超えると破線②の最大出力ラインまで駆動制御される。通常、電力変換部10のパワー素子の定格電流は最大トルクライン①に応じて決定さ

れでの、例えば定格電流が600Aの場合には基本波電流を600Aまで流すことができる。ところが、モーター電流に高調波電流が含まれると、モーター電流のピーク値が基本波電流のピーク値より大きくなるため、基本波電流を定格の600Aより低く抑えなければならなくなり、最大トルクが小さくなる上に、鉄損や銅損が増加して効率が悪くなる。一方、モーター電圧に高調波成分が含まれると、モーター電圧のピーク値が基本波電圧のピーク値より高くなるため、基本波電圧をモーターおよびパワー素子の定格電圧より低く抑えなければならなくなり、電圧不足により所定の電流が流せなくなつて出力が低下する。

【0047】まず、空間高調波含むモーターの電圧リップルについて説明する。モーターMの回路方程式は次の

$$\begin{aligned}
 v_d &= R(i_d_1 + i_d_h) \\
 &+ d[(\phi_{dm\_1} + \phi_{dm\_h}) + (L_d_1 + L_d_h)(i_d_1 + i_d_h)]/dt \\
 &- \omega_e(L_{q\_1} + L_{q\_h})(i_{q\_1} + i_{q\_h}) \\
 &= R(i_d_1 + i_d_h) \\
 &+ d[(\phi_{dm\_1} + L_d_1 \cdot i_d_1) + (\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + \\
 &L_d_h \cdot i_d_h)]/dt \\
 &- \omega_e(L_{q\_1} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h}) \\
 &= [R \cdot i_d_1 + d(\phi_{dm\_1} + L_d_1 \cdot i_d_1)/dt + \omega_e \cdot L_{q\_1} \cdot i_{q\_1}] \\
 &+ [R \cdot i_d_h + d(\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + L_d_h \cdot i_d_h) \\
 &/dt - \omega_e(L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h})] \\
 &\quad st] / (L_d_1 + L_d_h)
 \end{aligned}$$

数式14において、第1項は基本波成分であり、第2項は電圧リップル成分である。電圧リップルを0にするにはこの第2項を0にすればよい。

【数15】 $R \cdot i_d_h + d(\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + L_d_h \cdot i_d_h)/dt - \omega_e(L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h}) = 0$

そのためには、数式15の3項すべてを0にする必要があるが、通常、第1項は第2項および第3項に比べて無視できる程度に小さいので、第2項と第3項を0にする条件を導出する。まず、第2項を0にする条件から次式が求められる。

【数16】 $\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1 + (L_d_1 + L_d_h) \cdot i_d_h = \text{const.} \therefore i_d_h = -[(\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1) + \text{const.}]$

$$\begin{aligned}
 v_q &= \omega_e [\phi_{dm\_1} + \phi_{dm\_h} + (L_d_1 + L_d_h)(i_d_1 + i_d_h)] \\
 &+ R(i_{q\_1} + i_{q\_h}) + d(L_{q\_1} + L_{q\_h})(i_{q\_1} + i_{q\_h})/dt \\
 &= [\omega_e(\phi_{dm\_1} + L_d_1 \cdot i_d_1) + R \cdot i_{q\_1} + d(L_{q\_1} \cdot i_{q\_1})/dt] \\
 &+ [\omega_e(\phi_{dm\_h} + (L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + L_d_h \cdot i_d_h)) + R \cdot i_{q\_h} \\
 &+ d(L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h})/dt]
 \end{aligned}$$

数式18において、第1項は基本波成分であり、第2項は高次成分（リップル分）である。q軸電圧のリップルを0にするにはこの第2項を0にすればよい。

【数19】 $\omega_e [\phi_{dm\_h} + (L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + L_d_h \cdot i_d_h)] + R \cdot i_{q\_h} + d(L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h})/dt = 0$

そのためには、数式19の3項すべてを0にする必要があるが、通常、第2項は第1項および第3項に比べて無

50 ように表すことができる。

【数13】 $v_d = R \cdot i_d + d(\phi_d)/dt - \omega_e \cdot \phi_q$   
 $= R \cdot i_d + d(\phi_{dm} + L_d \cdot i_d)/dt - \omega_e \cdot L_{q\_h} \cdot i_{q\_h}$   
 $v_q = \omega_e \cdot \phi_d + R \cdot i_{q\_h} + d(\phi_q)/dt$   
 $= \omega_e(\phi_{dm} + L_d \cdot i_d) + R \cdot i_{q\_h} + d(L_{q\_h} \cdot i_{q\_h})/dt$   
 ここで、 $v_d$ はd軸電圧、 $v_q$ はq軸電圧、 $R$ は相巻線抵抗、 $\phi_d$ はd軸電機子鎖交磁束、 $\phi_q$ はq軸電機子鎖交磁束、 $\phi_{dm}$ は電機子鎖交磁束（磁石分）、 $L_d$ はd軸インダクタンス、 $L_{q\_h}$ はq軸インダクタンスである。

【0048】磁束、インダクタンス、電流を基本波成分と高調波成分とに分けて数式13を記述すると、まずd軸電圧 $v_d$ は次のように表される。

【数14】

また、第3項を0にする条件から次式が求められる。

【数17】

$$L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h} = 0$$

$$\therefore i_{q\_h} = -L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} / (L_{q\_1} + L_{q\_h})$$

【0049】このように、d軸電圧 $v_d$ のリップルを0にするには、d、q軸電流の高調波成分 $i_d_h$ 、 $i_{q\_h}$ が数式16、数式17に示す値となるように制御すればよい。

【0050】一方、磁束、インダクタンス、電流を基本波成分と高調波成分とに分けて数式13を記述すると、q軸電圧 $v_q$ は次のように表される。

【数18】

視できる程度に小さいので、第1項と第3項を0にする条件を導出する。まず、第1項を0にする条件から次式が求められる。

【数20】 $\phi_{dm\_h} + (L_d_h \cdot i_d_1 + L_d_1 \cdot i_d_h + L_d_h \cdot i_d_h) = 0, \therefore i_d_h = -(\phi_{dm\_h} + L_d_h \cdot i_d_1) / (L_d_1 + L_d_h)$

また、第3項を0にする条件から次式が求められる。

【数21】 $L_{q\_h} \cdot i_{q\_1} + L_{q\_1} \cdot i_{q\_h} + L_{q\_h} \cdot i_{q\_h}$

=const,  $\therefore i_{q_h} = (-L_{q_h} \cdot i_{q_1} + \text{const}) / (L_{q_1} + L_{q_h})$

【0051】このように、 $q$  軸電圧  $v_q$  のリップルを 0 にするには、 $d$   $q$  軸電流の高調波成分  $i_{d_h}$ 、 $i_{q_h}$  が数式 20、数式 21 に示す値となるように制御すればよい。

【0052】なお、数式 16 と数式 21 の  $\text{const}$  を 0 とすれば、数式 16 と数式 20、数式 17 と数式 21 はそれぞれ同一となる。つまり、 $d$  軸電圧  $v_d$  のリップル電圧を 0 にする条件と、 $q$  軸電圧  $v_q$  のリップル電圧を 0 にする条件とを同一にすることができ、 $d$  軸電圧  $v_d$  と  $q$  軸電圧  $v_q$  のリップル成分をともに 0 にすることが可能になる。

【数 22】  $i_{d_h} = -(\phi_{dm_h} + L_{d_h} \cdot i_{d_1}) / L_{d_1}$ ,  
 $i_{q_h} = -L_{q_h} \cdot i_{q_1} / L_{q_1}$

つまり、基本波座標系  $d$   $q$  における  $d$  軸高調波電流  $i_{d_h}$  と  $q$  軸高調波電流  $i_{q_h}$  が数式 22 に表す値となるように制御すれば、電圧リップルを小さくすることができる。なお、基本波座標系  $d$   $q$  における高調波電流  $i_{d_h}$ 、 $i_{q_h}$  は、上記数式 12 により高調波座標系  $d$   $h$   $q$   $h$  の  $d$   $h$  軸高調波電流  $i_{dh}$  と  $q$   $h$  軸高調波電流  $i_{qh}$  に変換することができる。したがって、数式 22 を数式 12 に代入して  $d$   $h$  軸電流指令値  $i_{dh^*}$  と  $q$   $h$  軸電流指令値  $i_{qh^*}$  を算出し、上述したように高調波電流を制御すれば電圧リップルを最少にできる。

【0053】図 8 は第 3 の実施の形態のトルク制御部 1B の詳細を示す図である。この第 3 の実施の形態では、図 1 に示すトルク制御部 1 に代えてトルク制御部 1B を用いる。トルク制御部 1B は、トルク指令値とモーター回転速度に対する  $d$  軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{d\text{マップ}1e}$  から、トルク指令値  $T_{e^*}$  とモーター回転速度  $\omega_e$  とに対応する  $d$  軸電流指令値  $i_{d^*}$  を表引き演算する。また、トルク指令値とモーター回転速度に対する  $q$  軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{q\text{マップ}1f}$  から、トルク指令値  $T_{e^*}$  とモーター回転速度  $\omega_e$  とに対応する  $q$  軸電流指令値  $i_{q^*}$  を表引き演算する。

【0054】トルク制御部 1B はさらに、 $d$   $q$  軸電流指令値に対する  $d$   $h$  軸電流指令値のデータが収められている最少電圧リップル  $i_{dh\text{マップ}1i}$  から、 $d$   $q$  軸電流指令値  $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$  に対応する  $d$   $h$  軸電流指令値  $i_{dh^*}$  を表引き演算する。同様に、 $d$   $q$  軸電流指令値に対する  $q$   $h$  軸電流指令値のデータが収められている最少電圧リップル  $i_{qh\text{マップ}1j}$  から、 $d$   $q$  軸電流指令値  $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$  に対応する  $q$   $h$  軸電流指令値  $i_{qh^*}$  を表引き演算する。

【0055】マップ 1e、1f、1i、1j には、モータートルク  $T_e$  をトルク指令値  $T_{e^*}$  に一致させるための電流指令値の組み合わせの中で、電圧リップルを最少にする基本波電流と高調波電流の指令値データが収められている。これらの指令値を演算により求めるとそれが生

じるので、実験により電圧リップルを最少とする基本波電流と高調波電流を測定し、それらの値をデータとして採用してもよい。

【0056】この第 3 の実施の形態によれば、あらゆるモーター回転速度  $\omega_e$  において、電圧リップルを最少に抑制しながらトルク指令値  $T_{e^*}$  に一致するトルク  $T_e$  をモーターから出力させることができる。

【0057】《発明の第 4 の実施の形態》電流リップルを最少にする第 4 の実施の形態を説明する。なお、この第 4 の実施の形態の構成は、トルク制御部 1 を除いて図 1 に示す第 1 の実施の形態の構成と同様であり、全体構成の説明を省略して相違点を中心に説明する。

【0058】図 9 は第 4 の実施の形態のトルク制御部 1C の詳細を示す図である。この第 4 の実施の形態では、図 1 に示すトルク制御部 1 に代えてトルク制御部 1C を用いる。トルク制御部 1C は、トルク指令値とモーター回転速度に対する  $d$  軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{d\text{マップ}1e}$  から、トルク指令値  $T_{e^*}$  とモーター回転速度  $\omega_e$  とに対応する  $d$  軸電流指令値  $i_{d^*}$  を表引き演算する。また、トルク指令値とモーター回転速度に対する  $q$  軸電流指令値のデータが収められている最高効率  $i_{q\text{マップ}1f}$  から、トルク指令値  $T_{e^*}$  とモーター回転速度  $\omega_e$  とに対応する  $q$  軸電流指令値  $i_{q^*}$  を表引き演算する。

【0059】一方、トルク制御部 1C は、 $d$   $h$  軸電流指令値  $i_{dh^*}$  と  $q$   $h$  軸電流指令値  $i_{qh^*}$  をともに 0 にする。これにより、高調波電流制御回路 5、6、8、9 は高調波座標系  $d$   $h$   $q$   $h$  の  $d$   $h$  軸電流  $i_{dh}$  と  $q$   $h$  軸電流  $i_{qh}$  がともに 0 になるように制御する。

【0060】この第 4 の実施の形態によれば、あらゆるモーター回転速度  $\omega_e$  において電流リップルを最少に抑制しながら、トルク指令値  $T_{e^*}$  に一致するトルク  $T_e$  をモーターから出力させることができる。

【0061】《発明の第 5 の実施の形態》モーター M の動作状態に応じて最適な基本波電流指令値と高調波電流指令値を選択するようにした第 5 の実施の形態を説明する。なお、この第 5 の実施の形態の構成は、トルク制御部 1 を除いて図 1 に示す第 1 の実施の形態の構成と同様であり、全体構成の説明を省略して相違点を中心に説明する。

【0062】図 10 は第 5 の実施の形態のトルク制御部 1D の詳細を示す図である。この第 5 の実施の形態では、図 1 に示すトルク制御部 1 に代えてトルク制御部 1D を用いる。トルク制御部 1D は、最高効率電流指令演算部 1p、最少トルクリップル電流指令演算部 1g、最少電圧リップル電流指令演算部 1r、最少電流リップル電流指令演算部 1t、最適指令値選択部 1u および切り替えスイッチ 1v を備えている。

【0063】最高効率電流指令演算部 1p は、効率を最大にする基本波電流指令値  $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$  と高調波電流指令

値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する。最少トルクリップル電流指令演算部  $1_g$  は、トルクリップルを最少にする基本波電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と高調波電流指令値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する。最少電圧リップル電流指令演算部  $1_r$  は、電圧リップルを最少にする基本波電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と高調波電流指令値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する。最少電流リップル電流指令演算部  $1_t$  は、電流リップルを最少にする基本波電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と高調波電流指令値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する。

【0064】最適指令値選択部  $1_u$  は、モーターMの回転速度  $\omega_e$  やトルク  $T_e$  などのモーターMの動作状態に応じて、電流指令演算部  $1_p$ 、 $1_q$ 、 $1_r$ 、 $1_t$  で演算された電流指令値の中から最適な電流指令値を選択し、切り替えスイッチ  $1_v$  を切り換える。なお、モーターMのトルク  $T_e$  は、例えば上述した式  $1$  や式  $4$  により演算により求めてよいし、トルク検出器を設置して測定してもよい。

【0065】図  $1_1$  により、最適指令値選択部  $1_u$  の動作を説明する。図  $1_1$  は、図  $7$  に示すモーターMの出力特性の内の第1象限のみを示す。なお、第2象限～第4象限における動作は第1象限の動作と同様であり、説明を省略する。

【0066】図  $1_1$  において、最大トルクライン①近傍の領域⑤では他の領域③～⑥に比べてモーター電流が大きく、モーター電流が電力変換部  $1_0$  のパワー素子の定格電流に近くなる。モーターMの回転速度  $\omega_e$  とトルク  $T_e$  で決まる運転点が領域⑤内にあるとき、つまりモータートルク  $T_e$  と最大トルクとの差が所定値以下でモータートルク  $T_e$  が最大値に近いときは、最少電流リップル電流指令演算部  $1_t$  で演算される電流指令値を選択し、モーターMの電流リップルを最少に抑制することによって、モーター電流のピーク値をパワー素子の定格電流より低く抑える。

【0067】また、最大出力ライン②近傍の領域⑥では上述したようにモーターMに大きな電圧を印加する必要があるので、直流母線電圧（インバーターのDCリンク電圧）とモーター電圧  $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ との差が小さくなる。したがって、モーターMの回転速度  $\omega_e$  とトルク  $T_e$  で決まる運転点が領域⑥内にあるとき、つまりモーター出力と最大出力との差が所定値以下でモーター出力が最大値に近いときは、最少電圧リップル電流指令演算部  $1_r$  で演算される電流指令値を選択し、モーターMの電圧リップルを最少に抑制することによって、モーター電圧のピーク値がパワー素子の電圧電圧より低くなるようにしながら、リップル電圧によるモーター電圧の低下を防ぐ。

【0068】さらに、モーターMの回転速度  $\omega_e$  とトルク  $T_e$  がともに低い領域④では、トルクリップルの影響が大きく現れるので、最少トルクリップル電流指令演算部  $1_g$  で演算される電流指令値を選択し、モーターMの

トルクリップルを最少に抑えることによって、トルクリップルに起因した影響、例えば車両の振動や騒音を低減して乗員の不快感を減ずる。

【0069】モーターMの回転速度  $\omega_e$  とトルク  $T_e$  で決まる運転点が領域③内にあるときは、効率を最大とする最高効率電流指令演算部  $1_p$  で演算された電流指令値を選択し、効率を最大にしてモーターMの消費電力を低減する。

【0070】このように第5の実施の形態によれば、モーターMの動作状態に応じた最適な電流指令値を選択してモーターMを駆動制御することができる。

【0071】なお、上述した各実施の形態では、トルク制御部  $1$ 、 $1A$ 、 $1B$ 、 $1C$ において、トルク指令値  $T_e^*$  とモーター回転速度  $\omega_e$  に基づいて  $d_q$  軸基本波電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と  $dhqh$  軸高調波電流指令値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する例を示したが、モーターを図  $7$  に示す  $0$ ～基底回転速度  $\omega_b$ までの速度範囲で使用する場合、すなわち定トルク制御領域でのみ使用する場合（定トルク制御）には、トルク指令値  $T_e^*$  のみに基づいて  $d_q$  軸基本波電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と  $dhqh$  軸高調波電流指令値  $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を演算する。つまり、トルク指令値に対する電流指令値のマップを予め設定しておき、トルク指令値  $T_e^*$  に対応する電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$ 、 $i_{dh}^*$ 、 $i_{qh}^*$  を表引き演算する。

【0072】また、本発明は同期モーターや誘導モーターなどの交流モーターに適用することができる。誘導モーターの場合には、磁束の方向を推定する周知の磁束推定器を設け、磁束の基本波成分の推定方向に同期して回転する座標系を  $d_q$  座標系とし、磁束の高調波次数成分の推定方向に同期して回転する座標系を  $dhqh$  座標系とする。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 第1の実施の形態の構成を示す図である。

【図2】 空間高調波が存在しない場合の、IPMモーターの磁石が形成する電機子鎖交磁束（U相巻線）を示す図である。

【図3】 5次の空間高調波が存在する場合の、IPMモーターの磁石が形成する電機子鎖交磁束（U相巻線）を示す図である。

【図4】 基本波電流成分である  $d_q$  軸電流  $i_d$ 、 $i_q$  を一定にした場合の高調波電流成分と総合効率との関係を示す図である。

【図5】 第1の実施の形態のトルク制御部の詳細な構成を示す図である。

【図6】 第2の実施の形態のトルク制御部の詳細な構成を示す図である。

【図7】 モーターの出力特性を示す図である。

【図8】 第3の実施の形態のトルク制御部の詳細な構成を示す図である。

【図9】 第4の実施の形態のトルク制御部の詳細な構

成を示す図である。

【図10】 第5の実施の形態のトルク制御部の詳細な構成を示す図である。

【図11】 モーターの動作状態に応じた最適な電流指令値の選択動作を説明するための図である。

【図12】 従来の3相交流モーターの制御装置の構成を示す図である。

【図13】 IPMモーターの構造を示す図である。

【図14】 SPMモーターの構造を示す図である。

## 【符号の説明】

- 1 トルク制御部
  - 1 a 最高効率d軸電流指令値マップ
  - 1 b 最高効率q軸電流指令値マップ
  - 1 c 最高効率dh軸電流指令値マップ
  - 1 d 最高効率qh軸電流指令値マップ
  - 1 e 最高効率d軸電流指令値マップ
  - 1 f 最高効率q軸電流指令値マップ
  - 1 g 最少トルクリップルdh軸電流指令値マップ

- 1 h 最少トルクリップル  $qh$  軸電流指令値マップ
  - 1 i 最少電圧リップル  $dh$  軸電流指令値マップ
  - 1 j 最少電圧リップル  $qh$  軸電流指令値マップ
  - 1 p 最高効率電流指令演算部
  - 1 q 最少トルクリップル電流指令演算部
  - 1 r 最少電圧リップル電流指令演算部
  - 1 t 最少電流リップル電流指令演算部
  - 2 基本波電流制御部
  - 3 加算器

10 4  $d q / 3$  相変換部

5 3相/ $d q$  変換部

6 高調波電流制御部

7  $dhqh / d q$  変換部

8 ハイパスフィルター

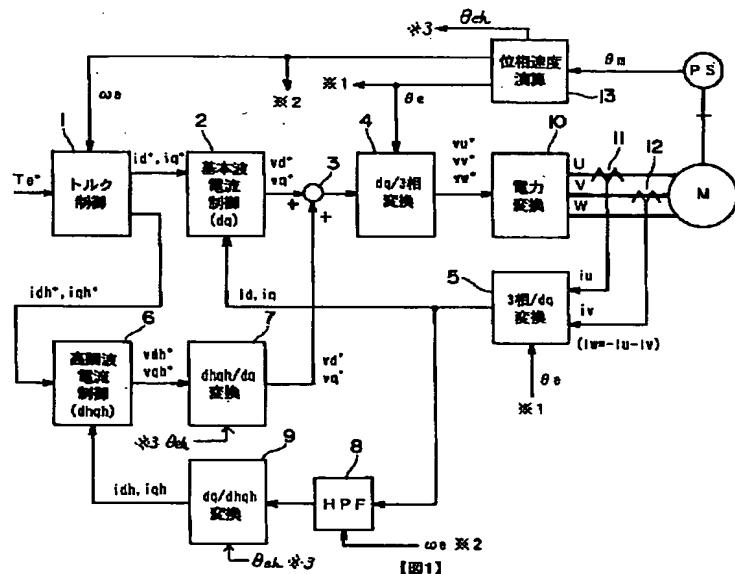
9  $d q / dhqh$  変換部

10 電力変換部

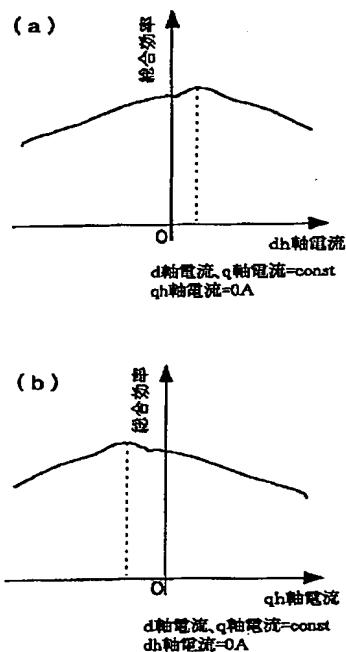
11, 12 電流センサー

13 位相速度演算部

(图 1)

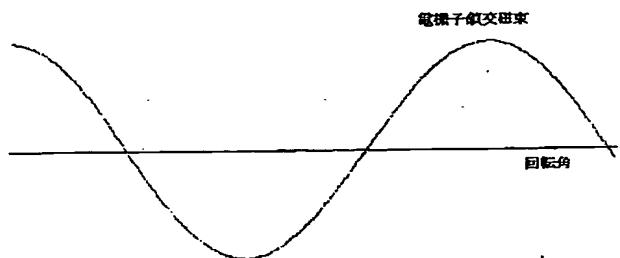


〔圖4〕



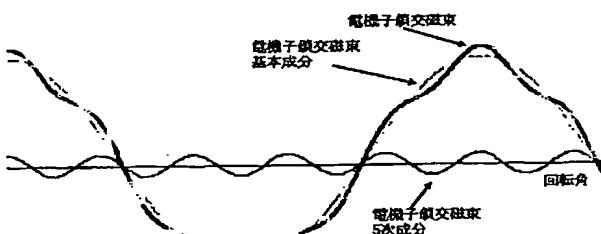
〔圖 4〕

【図 2】



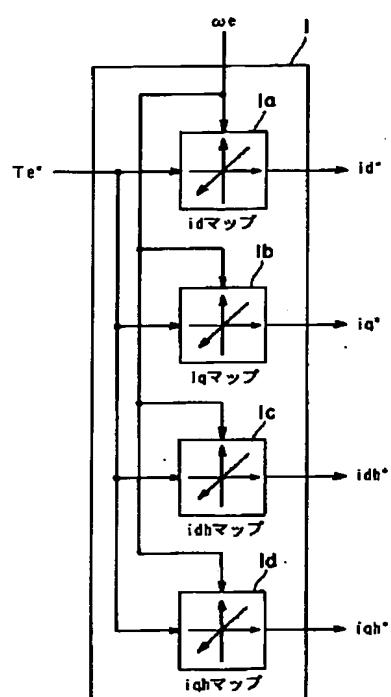
【図 2】

【図 3】



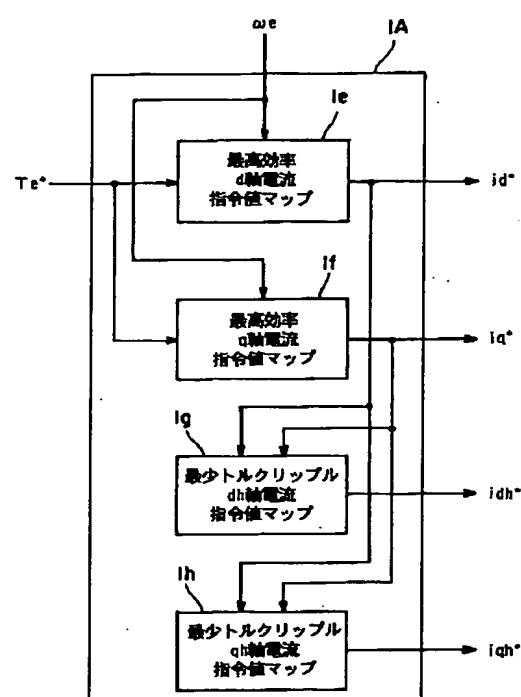
【図 3】

【図 5】



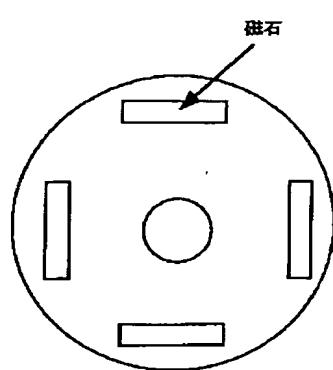
【図 5】

【図 6】



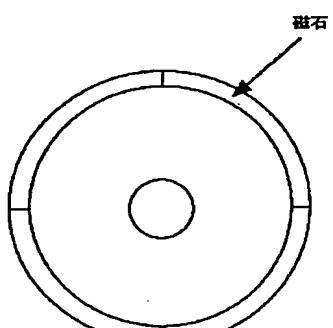
【図 6】

【図 13】



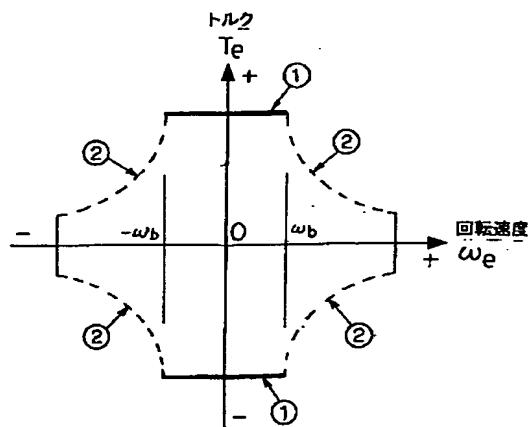
【図 13】

【図 14】



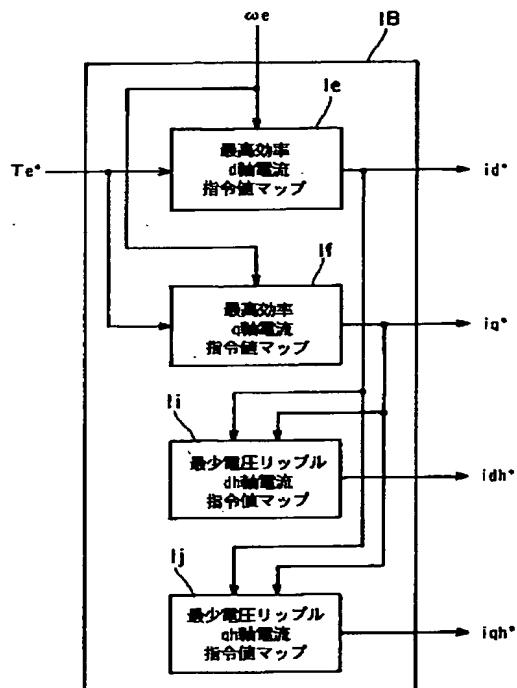
【図 14】

【図 7】



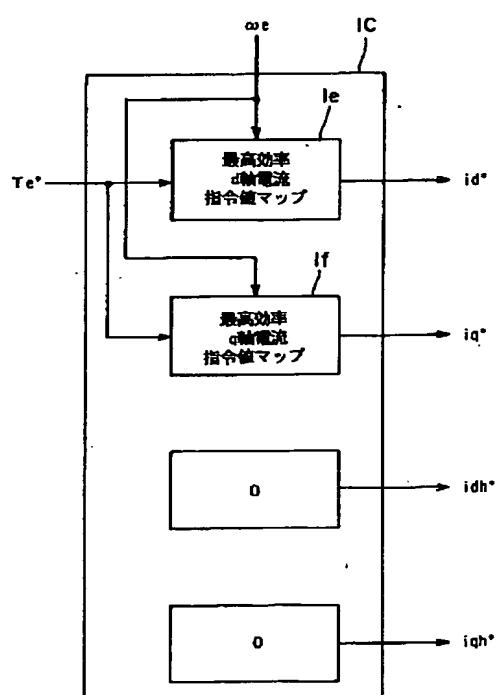
【図 7】

【図 8】



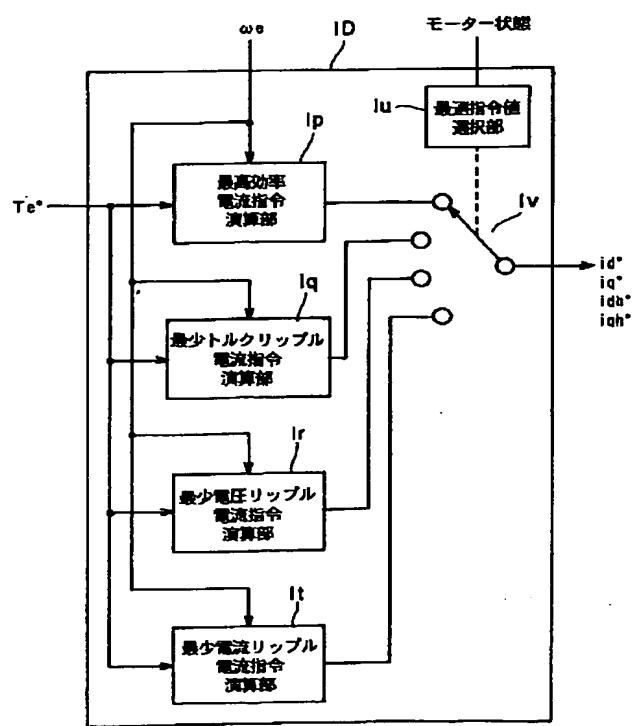
【図 8】

【図 9】



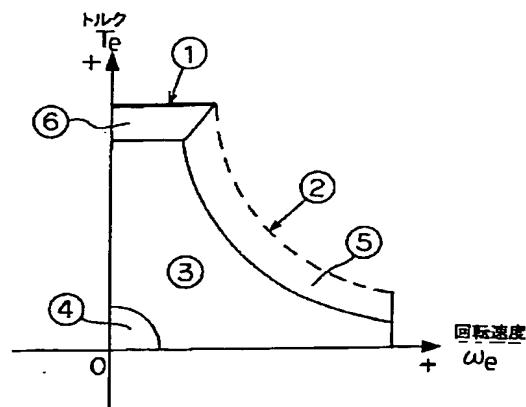
【図 9】

【図 10】



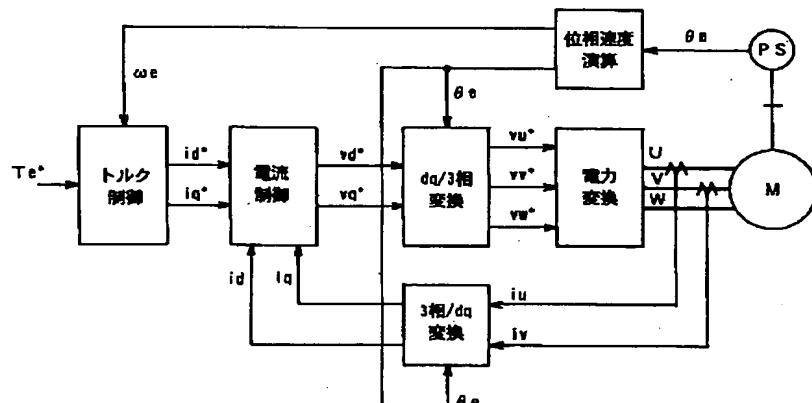
【図 10】

【図 1 1】



【図 1 1】

【図 1 2】



【図 1 2】

---

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA14 DA18 DC01  
 DC12 EB01 JJ04 RR01 XA02  
 XA13  
 5H576 AA15 BB02 BB04 CC02 DD02  
 DD04 DD07 EE01 GG01 GG02  
 GG04 HA04 HB01 JJ04 JJ17  
 JJ26 LL07 LL22 LL34 LL38  
 LL39 LL41